

Application No.: 2001-524314

Publication No.: 2003-509963

Date of filing: September 12, 2000

Date of publication: March 11, 2003

Inventors: Siala; Mohamed (Clamart, FR), Jaffrot; Emmanuel (Paris, FR)

Assignee: France Telecom (Paris, FR)

## Orthogonal frequency division multiplexing receiver with iterative channel estimation and a corresponding method

### **Abstract**

An Orthogonal Frequency Division Multiplexing reception method and receiver for receiving a signal representing data symbols through a plurality of channels and for supplying an estimation of the data symbols. The receiver includes a plurality of branches of diversity processing blocks. Each block includes data and pilot symbols distributed within a bi-dimensional time-frequency block. The receiver includes a channel estimator which receives the output signals supplied from the various branches of diversity, and provides a flexible estimation of the data symbols. The channel estimator processes a finite number of iterations in accordance with an expectation-maximization algorithm taking into consideration the pilot symbols of a bi-dimensional time-frequency block, and the pilot and precedent flexible data symbols estimated for following iterations until the finite number of iterations is reached. After the final iteration, the estimator supplies an estimated channel that is optimized by the iterative algorithm.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2003-509963

(P2003-509963A)

(43) 公表日 平成15年3月11日 (2003.3.11)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 L 1/02		H 0 4 L 1/02	5 K 0 5 9

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 46 頁)

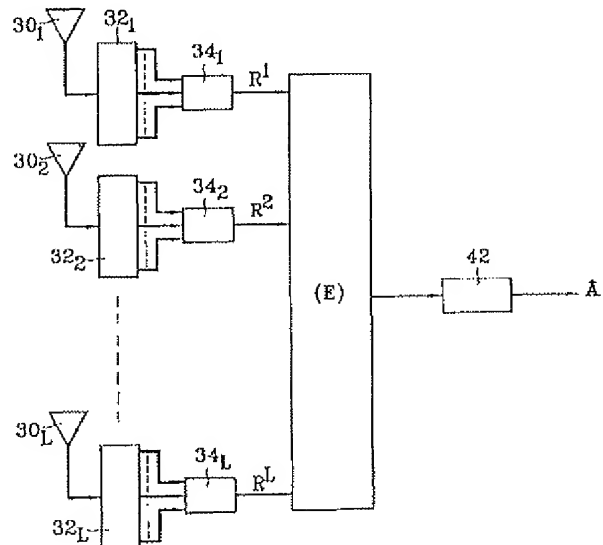
(21) 出願番号 特願2001-524314(P2001-524314)  
 (86) (22) 出願日 平成12年9月12日 (2000.9.12)  
 (85) 翻訳文提出日 平成14年2月22日 (2002.2.22)  
 (86) 国際出願番号 PCT/FR00/02514  
 (87) 国際公開番号 WO01/020860  
 (87) 国際公開日 平成13年3月22日 (2001.3.22)  
 (31) 優先権主張番号 99/11415  
 (32) 優先日 平成11年9月13日 (1999.9.13)  
 (33) 優先権主張国 フランス (FR)  
 (81) 指定国 EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), AU, JP, NO

(71) 出願人 フランス テレコム  
 FRANCE TELECOM  
 フランス国、75015 パリ、プラス・ダ  
 レ、6  
 (72) 発明者 モハメド・シアラ  
 フランス・F-92140・クラマル・リ  
 ュ・フィラシエ・12  
 (72) 発明者 エマニュエル・ジャフロ  
 フランス・F-92120・モンルージュ・ア  
 ヴニユ・アリスティード・ブリアン・106  
 (74) 代理人 弁理士 志賀 正武 (外7名)  
 Fターム(参考) 5K022 DD01 DD33  
 5K059 CC03 DD31

(54) 【発明の名称】 チャネルの反復予想とそれに対応する処理を備えた直交周波数分割多重受信機

## (57) 【要約】

本発明の主な目的は、現在のあるいは将来のOFDMシステムの性能を向上させることである。この向上は、システムの能力を著しく上げるために、チャネル予想を最適化することによって得られる。この向上は、OFDM受信機がゆっくりとしたフェーディング、また、より複雑な場合に、非常に速いフェーディングの動作を最適に行うことによって、得られる。また、本発明は、一定した受信性能を得るために、パイロットシンボルの相対数および/または電力を減じる。この目的は、チャネル予想において、連続する時間・周波数ブロック内にある任意の数のパイロットシンボルを最適に使用することによって達せられる。また、これらのブロックにおいて、データシンボル（これは明らかにパイロットシンボルよりも多数である）のチャネル予想（その全部あるいは一部）を受信する最適の状態によって達せられる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重（OFDM）の無線通信受信機において

i) 各ブロックは、 $N_t$ の時間間隔と $N_f$ の周波数間隔を持った2次元の時間・周波数ブロックに配布されるデータシンボルとパイロットシンボルを備え、各ダイバーシティ分岐は、無線電気センサ（301, 302, . . . , 30L）と、ベクトル $R^l$ の要素を作るN個の要素を持った出力信号を出力する手段（321, 322, . . . , 32L）（341, 342, . . . , 34L）を備え、ここで、 $l$ はダイバーシティ分岐のランクであるような（ $l$ は0から $L-1$ まで変化する）、デジタルシンボルのL個のダイバーシティ分岐の複数の処理ブロックと、

ii) 様々なダイバーシティ分岐によってL個の信号出力を処理し、データシンボルのために適応性に富んだ予想を出力するチャネル予想器（E）と、

iii) データシンボルの適応性に富んだ予想を受信し、データシンボルの予想

【数1】

( $\hat{A}$ )

を出力する決定装置（42）と

を備え、この受信機は、

(a) 2次元の時間・周波数ブロック内でチャネルを特徴付けるN個の要素を持ったベクトル $C^l$ を処理する予想器であって、これらの予想手段は、チャネルの時間・周波数共分散行列のM個の正規化された固有ベクトルであるN個のベクトル $B_k$ の基数を定義することが可能であり、これらの手段は、この基数で各ベクトル $C^l$ を分解し、この分解のN個の係数は

【数2】

$G_k^l$

で表され、ここで、 $k$ は0から $N-1$ まで変化する、係数

【数3】

$$G_k^l$$

は、各ダイバーシティ分岐1に対するベクトル $G^l$ を定義し、これは、前記ダイバーシティ分岐からの出力から分かるように、チャネルの表記であり、

(b) チャネル予想器(E)は、帰納的最大(MAP)確率の基準に基づいて期待値最大化(EM)アルゴリズムを用いて、反復の有限数処理し、予想器は、考慮した2次元の時間・周波数ブロック内に含まれるパイロットシンボルを考慮して、最初は使用され、これによって、次数0の予想

【数4】

$$(\mathfrak{I}_0)$$

に至り、その後、予想器は、他の反復等のために予想されたシンボル

【数5】

$$(\mathfrak{I}_a)$$

を用い、最後に予想器は、最終的反復Dの後に最適係数

【数6】

$$G_k^{l(D)}$$

を出力し(ここでkは0からN-1まで変化し、lは0からL-1まで変化する)、各ダイバーシティ分岐のためのチャネルを表すベクトル $G^l$ を定義する

ことを特徴とする受信機。

【請求項2】 チャネル予想器(E)は、L個のダイバーシティ分岐の寄与部分の再結合から得られる、確率

【数7】

$$P(A_{\delta(k)}) = (A | \{R^{\ell}\}_{\ell=0}^{L-1}, \{G^{\ell(d)}\}_{\ell=0}^{L-1})$$

から始めて、計算されるデータシンボルの適応性に富んだ予想を計算をすることができ、

これらの寄与部分は、最後の反復の後に得られるチャネルの $\delta(k)$ 番目の要素の予想の共役複合

【数8】

$$C_{\delta(k)}^{\ell}$$

と、各ダイバーシティ分岐の適合フィルタからの信号出力ベクトル $R^{\ell}$ の要素

【数9】

$$R_{\delta(k)}^{\ell}$$

との積に等しいことを特徴とする請求項1記載の受信機。

(ここで、 $\delta(k)$ は、2次元の指標関数である)

【請求項3】 前記の適応性に富んだ出力は、もしデータが符号化されないときは、決定装置によって直接に、もしデータが符号化されるときは、復号器によって、処理され、受信機によって最終的に出力されるシンボル

【数10】

$$(\hat{A})$$

を提供することを特徴とする請求項2記載の受信機。

【請求項4】 2次元のブロック内の時間間隔の数 ( $N_t$ ) が、周波数間隔の数 ( $N_f$ ) に等しいことを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項5】 直交周波数分割多重 (OFDM) の無線通信受信方法において、

i)  $L$  個のダイバーシティ分岐の複数において、デジタルシンボルのブロックが処理され、各ブロックは、 $N_t$  の時間間隔と  $N_f$  の周波数間隔を持った2次元の時間・周波数ブロックに配布されるデータシンボルとパイロットシンボルを備え、無線電気センサを通して、各ダイバーシティ分岐内の信号を受信し、ベクトル  $R^l$  の要素を作る  $N$  個の要素を持った出力信号が生成され、

(ここで、 $l$  は、0 から  $L-1$  まで変化する)、2次元の時間・周波数ブロック内で受信される信号によって使用される無線電気チャネルが予想され、

ii) 異なるダイバーシティ分岐によって出力される信号が再結合され、

iii) 再結合信号から始めて、決定が行われ、データシンボルの予想が出力され、

この処理は、

(a) チャネルは、2次元の時間・周波数ブロック内でチャネルを特徴付ける  $N$  個の要素を持ったベクトル  $C^l$  を処理することによって、各ダイバーシティ分岐内で予想がなされ、 $N$  個のベクトル  $B_k$  の基底は、チャネルの時間・周波数共分散行列の  $N$  個の正規化された固有ベクトルであると定義され、各ベクトル  $C^l$  は、この基底で分解され、この分解の  $N$  個の係数は

【数11】

$$G_k^l$$

で表され、ここで、 $k$  は0から  $N-1$  まで変化する、係数

【数12】

$$G_k^l$$

は、各ダイバーシティ分岐 $l$ に対するベクトル $G^l$ を定義し、これは、前記ダイバーシティ分岐からの出力から分かるように、チャネルの表記であり、

(b) チャネルを予想するのに、反復の有限数(D)は、帰納的最大(MAP)確率の基準に基づいて期待値最大化(EM)アルゴリズムを用いて処理され、反復は、考慮した2次元の時間・周波数ブロック内に含まれるパイロットシンボルを考慮して初期化され、これによって、次数0の予想に至り、その後、データシンボルは、他の反復等のために用いられ、最後に、最終の反復Dの後に最適係数

【数13】

$$G_k^{l(D)}$$

を得(ここで $k$ は0から $N-1$ まで変化し、 $l$ は0から $L-1$ まで変化する)、ベクトル $G^l$ は、各ダイバーシティ分岐のためのチャネルを表す

ことを特徴とする方法。

【請求項6】 再結合は、1個のダイバーシティ分岐の寄与部分を合計することによって、変数

【数14】

$$\wedge_{\delta(k)}^{(D)}$$

を計算することによって、行われ、これらの寄与部分は、最後の反復の後に得られるチャネルの $\delta(k)$ 番目の要素の共役複合

【数15】

$$C_{\delta(k)}^{**}$$

と、考慮されるダイバーシティ分岐の適合フィルタからの信号出力ベクトル $R^1$ の要素

【数16】

$$R_{\delta(k)}^1$$

との積に等しいことを特徴とする請求項5記載の方法。

(ここで、 $\delta(k)$ は、2次元の指標関数である)

【請求項7】 変数

【数17】

$$\wedge_{\delta(k)}^{(D)}$$

は、もしデータが符号化されなければ決定装置により、また、もしデータが符号化されれば復号器により、処理され、受信機によって最終的に出力されるシンボル

【数18】

$$(\hat{A}_{\delta(k)})$$

を提供することを特徴とする請求項6記載の方法。



【請求項8】 変数

【数19】

$$\hat{\delta}^{(D)}(k)$$

の標識が決定され、前記標識は、最終的に出力される予想シンボル

【数20】

$$(\hat{\mathbf{A}}_{\mathcal{S}(k)})$$

を形成することを特徴とする請求項5記載の方法。

【請求項9】 時間間隔の数（ $N_t$ ）は、2次元ブロックにおいて、周波数間隔（ $N_f$ ）の数に等しいことを特徴とする請求項5記載の方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明の目的は、チャネルの反復予想とそれに対応する処理を持った直交周波数分割多重受信機である。これは、無線通信に使用され、特にOFDM（直交周波数分割多重）による多重アクセス技術に使用される。（中でも）欧州のHIPERLANII無線移動システムに応用できる。

## 【0002】

## 【従来の技術および発明が解決しようとする課題】

OFDM法〔1〕は、時間・周波数方式の簡単な方法で、ユーザーに配布する、多重搬送波技術である。OFDM法は、また、等価器を用いる必要がなく、高い処理能力の信号を送信する。この方法は、DVB-T（デジタルビデオ放送）〔2〕やDAB（デジタル音声放送）〔3〕のような放送技術の中で、広く使用された。OFDMは、HIPERLANII標準内の無線移動コンテキストで、使用される。

## 【0003】

OFDM法は、多重アクセス技術であり、変調技術である。OFDM法の基本原理は、全ての互いに直交する多数の狭帯域信号を作るものである。標準的な注意が払われ、これらの直交特性は、送信済みのデータを見つけるのに使われる。この種のシステムは、送信時に逆フーリエ変換を利用し、受信時にはフーリエ変換を利用して作られる。

## 【0004】

添付の図1は、単一のセンサを持った従来のOFDM送信システムを図示している。このシステムには、シンボルAを受信する直並列変換システム10と、逆フーリエ変換回路12と、送信手段14と、受信手段20と、フーリエ変換回路2222と並直列変換器24と、最後に、見積もったシンボル

【数21】

# A

を復元する決定手段26とが備わっている。

## 【0005】

従来のOFDM送信機は、データ処理量をブロック毎に処理する。また、この処理量を、 $N_t$ 個のシンボルの順に管理し、逆フーリエ変換を作る。これは、逆フーリエ変換が $N_f$ 個の副搬送波を作り、各々は、最初のシーケンス内のシンボルの一つを運ぶと、言い換えることもできる。このブロックは、OFDMシンボルと呼ばれ、データシンボルを含むが、同期やチャネル予想の要求に使用することのできるパイロットシンボルをも含んでいるかも知れない。パイロットシンボルが、元々全体の送信帯域を占めているところの、CDMA（符号分割多重アクセス）やTDMA（時分割多重アクセス）の場合と異なり、OFDM法は、パイロットシンボルは、実際に時間周波数平面全体にわたって実際に配布される必要がある。

## 【0006】

送信機と受信機との間での通信の間に使用される無線移動チャネルは、通常レイリー高速フェージングのマルチパスタイプである。この現象は、移動体の動きと、いくつかのパスに沿った無線電気の波動の伝搬の組み合わせによるものである。

## 【0007】

受信機は、OFDMシンボルのブロック（時間・周波数ブロック）内で受信される信号を処理する。この信号は、 $L$ 個のダイバーシティ分岐を作る、 $L$ 個のセンサのネットワーク上で受信される。チャネル予想は、これらの分岐の各々の上で作られ、その結果はMRC（Maximum Ratio Combining）の意味で結合され、最後に送信済みのデータを予想する。

## 【0008】

$L$ 個のダイバーシティ分岐を持つ受信機が図2に示されている。そこには、 $L$

個のセンサ301, 302, . . . , 30Lと、L個のフーリエ変換回路321, 322, . . . , 32Lと、L個の並直列変換器341, 342, . . . , 34Lと、L個のチャネル予想回路361, 362, . . . , 36Lと、見積もったシンボル【数22】

# $\hat{A}$

を出力する加算器38とが備わっている。

## 【0009】

受信機の視点からすると、復調の後に、時間・周波数ブロックを割り当てるチャネルは、時間・周波数行列あるいは時間・周波数振幅空間内の表面の形式で表すことができる。従って、問題は、問題が1次元であるTDMA〔4〕とは異なり、2次元空間で扱われる。

## 【0010】

チャネル予想は、パイロットシンボルを使用することが基本となっている。それらは、他のシンボルに影響を与えるチャネルを予想する補間のために、パイロットの位置でのチャネル予想を直接に得るのに使用される。

## 【0011】

これらの手法には、欠点がある。受信機から見えるチャネルは、一つの時間・周波数ブロックから他の周波数ブロックへ、はっきりと変化することができる。この変化は、主に、送信機と受信機との間の伝搬状況の変化のせいである。物理的に言って、チャネルが変化できる性質は、積 $B_d \times T_m$ によって特徴付けられ、ここで、 $B_d$ は、ドップラー帯を表し、 $T_m$ は、遅延の拡大を表している。 $B_d \times T_m$ の積が増加するにつれて、チャネルは、時間と周波数の領域でさらに速く変化する。

## 【0012】

従来技術での受信方法では、チャネル予想を最適化する試みはしていない。ここでは、単に、パイロットシンボルの位置でチャネルの予想をし、その後、補間

によってこの予想をデータへと発展させるだけである。補間は、一般的に、線形に行われる。よく使われる3種の方法を述べる。

#### 【0013】

・最初の方法では、チャネルの予想がされるシンボルに最も近い3個のパイロットシンボルを考慮する。3個のパイロットシンボルを通り抜ける平面が計算され、斟酌している位置にあるチャネルが、この平面から導き出される。たとえ、ナイキスト基準がパイロットシンボルの観点から考慮されても、言い換えると、十分なパイロットシンボルを使って、時間・周波数平面を正確に標本化するためにそれらのシンボルを配布しても、この方法は、強力なチャネル変化に対して敏感で、信頼性のあるチャネル予想を作るのには使用できない、特に積 $B_d \times T_m$ が大きい場合にはそうである。

#### 【0014】

・2番目の方法は、簡単なMMS E（最小平均二乗誤差）法的方式であり、パイロットシンボルの位置でチャネルの値を平均化する固定平面を探す段階と、送信したデータに作用するチャネルの値を導き出す段階とから成る。このチャネルのモデルは、受信したブロック上でわずかに変化するチャネルに適合している、言い換えると、積 $B_d \times T_m$ が小さい場合に適合している。しかし、チャネルが、より選択的になるとすぐに、平面のモデルの限界が明らかになり、性能が下がる。

#### 【0015】

・3番目の方法は、MMS E法の、搜索した非平面の別の方式である。従って、この方法は、チャネルがゆっくりと変化する場合に適合するが、ほとんど固定したチャネルの場合に、第2の方法よりも適合しない。

#### 【0016】

従って、これらの3種の方法は、非常に特殊な伝搬の場合に適合するが、時間と周波数とに選択的であるマルチパスのチャネルの場合には適合しない。

#### 【0017】

本発明の目的は、この欠点を克服することにある。

#### 【0018】

**【課題を解決するための手段】**

本発明の主な目的は、現在のあるいは将来のOFDMシステムの性能を向上させることである。この向上は、システムの能力を著しく上げるために、チャネル予想を最適化することによって得られる。この向上は、OFDM受信機がゆっくりとしたフェーディング、また、より複雑な場合に、非常に速いフェーディングの動作を最適に行うことによって、得られる。

**【0019】**

受信時に考慮する時間・周波数ブロック上の速いチャネル変化によっておこる性能の低下をうち消すことは可能である。

**【0020】**

本発明は、一定した受信性能を得るために、パイロットシンボルの相対数および／または電力を減じる。この目的は、チャネル予想において、連続する時間・周波数ブロック内にある任意の数のパイロットシンボルを最適に使用することによって達せられる。また、これらのブロックにおいて、データシンボル（これは明らかにパイロットシンボルよりも多数である）のチャネル予想（その全部あるいは一部）を受信する最適の状態によって達せられる。

**【0021】**

本発明は、パイロットシンボルが、いかに送信済み情報処理量に人力されるかには、無関係に使用することができる。

**【0022】**

本発明の受信機は、所定の数のOFDMシンボルが利用可能なときはいつも、ブロック単位の処理を実行する。各ダイバーシティ分岐において、最初の段階では、受信したブロックとおそらく他のブロックとに関連するパイロットシンボルを用いて、マルチパスチャネルを大まかに予想する。この予想の目的は、反復チャネル予想アルゴリズムを初期化することである。次の段階は、送信済みのデータシンボルの適応性に富んだ出力を生成するために、チャネル予想をする全てのシンボル（データとパイロット）を処理するものである。反復が終了した後の適応性に富んだ出力は、もう一度使用することができ、このときは、チャネル予想に別の改良を与えて、その結果、データシンボルに適応性に富んだ予想をさらに

改良するためのパイロットシンボルと共に使用する。

#### 【0023】

提案した手法は、データシンボルの符号化済み構造を考慮することが可能で、この意味で最適化することが可能であり、従って、より良い品質の適応性に富んだ出力が作り出せる。

#### 【0024】

マルチパスチャネルの予想は、部分的には、E. M. (期待値最大化) 反復アルゴリズム [5], [6], [7] の使用に基づいており、処理しようとしている受信済みブロックと、もしあるなら使用されたチャネルの符号化とに依り最も可能性の高いチャネル構成を探す。この予想は、また、Karhunen-Loeveの拡張定理 [8] による各ダイバーシティ分岐上の2次元マルチパスチャネルの分解に基づいている。この分解は、ドップラー効果によるパスの時間の変化と時間の延伸による周波数変化との特徴付けを、適応性に富んだものにすることができ、容易にE. M. アルゴリズム自身に統合される。

#### 【0025】

さらに細かく言うと、本発明の目的は、直交周波数分割多重 (OFDM) 無線通信受信機であり、

#### 【0026】

i) デジタルシンボルの $L$ 個のダイバーシティ分岐の複数の処理ブロックであって、各ブロックは、 $N_t$ の時間間隔と $N_f$ の周波数間隔を持った2次元の時間・周波数ブロックに配布されるデータシンボルとパイロットシンボルを備え、各ダイバーシティ分岐は、無線電気センサと、ベクトル $R^l$ の要素を作る $N$ 個の要素を持った出力信号を出力する手段を備え、ここで、 $l$ はダイバーシティ分岐のランクである ( $l$ は0から $L-1$ まで変化する) ことを特徴とするブロックと、

#### 【0027】

ii)  $L$ 個のダイバーシティ分岐によって $L$ 個の信号出力を処理し、データシンボルのために適応性に富んだ予想を出力するチャネル予想器と、

#### 【0028】

iii) データシンボルの適応性に富んだ予想を受信し、データシンボルの予想

を出力する決定装置と

を備え、この受信機は、

(a) 2次元の時間・周波数ブロック内でチャネルを特徴付けるN個の要素を持ったベクトル $C^l$ を処理する予想器であって、これらの予想手段は、チャネルの時間・周波数共分散行列のN個の正規化された固有ベクトルであるN個のベクトル $B_k$ の基底を定義することが可能であり、これらの手段は、この基底で各ベクトル $C^l$ を分解し、この分解のN個の係数は

【数23】

$$G_k^l$$

で表され、ここで、 $k$ は0から $N-1$ まで変化し、係数

【数24】

$$G_k^l$$

は、各ダイバーシティ分岐 $l$ に対するベクトル $G^l$ を定義し、これは、前記ダイバーシティ分岐からの出力から分かるように、チャネルの表記であり、

【0029】

(b) チャネル予想器は、帰納的最大(MAP)確率の基準に基づいて期待値最大化(EM)アルゴリズムを用いて、反復の有限数処理し、予想手段は、考慮した2次元の時間・周波数ブロック内に含まれるパイロットシンボルと、近隣の時間・周波数ブロック内に含まれるパイロットシンボルとを考慮して、最初は使用され、これによって、次数0の予想に至り、その後チャネル予想器は、他の反復等のためのデータシンボルを用い、最後にチャネル予想器は、最終の反復Dの後に最適係数

【数25】



$$G_k^{(D)}$$

を出力し（ここで $k$ は0から $N-1$ まで変化し、 $l$ は0から $L-1$ まで変化する）、各ダイバーシティ分岐 $l$ を定義するがここでベクトル $G^l$ はチャネルを表すことを特徴とする。

#### 【0030】

ある特定の実施形態において、 $N_t = N_f$ であり、時間・周波数ブロックは正方形である。

#### 【0031】

本発明の他の目的は、定義されたばかりの受信機の異なる手段によって実行される機能に動作が対応する、受信処理である。

#### 【0032】

本発明の他の特徴と利点とは、以下の説明を添付図面と共に読むことにより明らかになるであろう。

#### 【0033】

##### 【発明の実施の形態】

本発明による受信機が図3に概略示されている。この受信機は、既に図2において同じ参照番号で示した手段を備えている。しかし、この受信機は、データを決定手段42に入力するブロック（E）によって図示される反復予想アルゴリズムを用いた手段を備えている。

#### 【0034】

基本的な信号要素OFDMは、シンボルのシーケンスの逆フーリエ変換に対応する。本発明による受信機は、受信した信号をブロック単位で処理する。処理されるブロックの大きさは、必ずしもOFDM内の搬送波の数には依存せず、一つあるいはいくつかのOFDMシンボルの全てあるいは一部を包含することができる。受信時に処理されるブロックの形状と大きさは、できるだけシステムに適合させるために、無制御である。

## 【0035】

チャネル予想は、ブロック毎に行われる。一つのブロックは、エネルギー  $E_{mn}$  と2次元の位置 ( $mF$ ,  $nT$ ) を持った  $N$  個のシンボル  $a_{mn}$  で構成され、ここで、 $F$  と  $T$  は、それぞれ2個の隣接するシンボル間の周波数と時間の間隔である。これらのシンボルは、任意の位相変位変調 (PDM) の一種のアルファベット  $\Omega$  からその値を取る。各ブロックは、セット  $S_D$  内で示される  $N_D$  データシンボルと、セット  $S_P$  内で示される  $N_P$  パイロットシンボルで構成される。

## 【0036】

概して、従来の受信機は、データシンボルよりも大きな電力のパイロットシンボルを用いる。この電力の違いは、チャネルの予想をより良く行う措置であるが、搬送波間の干渉を引き起こし、その結果OFDMシステムの能力を損なう危険性がある。本発明によるチャネル予想法は、パイロットシンボルの電力の値に係わらず、最適のチャネル予想を行うのに使用することができ、以下において、パイロットシンボルのエネルギーは  $E_P$  で表され、データシンボルのエネルギーは  $E_D$  で表される。

## 【0037】

OFDM信号が続くマルチパスチャネルは、ドップラー効果による時間と周波数との変位を含むあるいは含むことのできるいくつかのパスで構成される。各パスは、移動体の環境と速度とに依存する、所定の平均電力とドップラー電力スペクトル (DPS) によって特徴付けられる。さらに、各パスに与えられるフェーディングは、レイリー (Rayleigh) タイプあるいはライス (Rice) タイプのものであって良い。

## 【0038】

最初の次数0の種のベッセル関数は  $J_0(\cdot)$  と表される。例えば、従来のドップラー電力スペクトルチャネルの時間・周波数自己相関関数と、ダイバーシティ分岐に見られる、指数中間電力マルチパス強度プロファイル  $\phi(0, 0)$  は、次の式で与えられる。

## 【数26】

$$\phi(\Delta f, \Delta t) = \phi(0, 0) \frac{J_0(\pi B_d \Delta t)}{1 + j2\pi T_m \Delta f}$$

## 【0039】

本発明によるOFDMマルチセンサ受信機は、空間的に非相関であり、L個のダイバーシティ分岐のもととなるL個のセンサ301, 302, . . . , 30Lから成る。これらの分岐の各々の受信信号は、最初に、回路321, 322, . . . , 32Lにおいてフーリエ変換によって復調される。1番目のダイバーシティ分岐からの、シンボル $a_{mn}$ に関する出力信号は、以下の様に記されると仮定する。

## 【数27】

$$R_{mn}^{\ell} = C_{mn}^{\ell} a_{mn}^{\ell} + N_{mn}^{\ell}$$

## 【0040】

ここで、

## 【数28】

$$C_{mn}^{\ell}$$

は、記号 $a_{mn}$ で表される1番目のダイバーシティ分岐の個別チャネルの利得係数であり、

## 【数29】

$$N_{mn}^{\ell}$$

は、 $N0$ の分散を持った復号ガウス付加白色雑音である。利得係数は、異なるダイバーシティ分岐において独立であるが、同じ分岐上で時間と周波数とに互いに関連している。

【0041】

本発明の目的は、チャネルの利得係数

【数30】

$$C_{mn}^f$$

を予想することである。

【0042】

$(\cdot)^T$ を転移の演算子としよう。表記的な理由から、指標関数 (indexing function)  $\delta(k) = (m(k), n(k))$  が、1次元のセット

【数31】

$$\{k\}_{k=0}^{N-1}$$

と、2次元の指標セット  $S_D \cup S_P$  との間に導入される。さらに、送信された各ブロックに対して、1番目のダイバーシティ分岐の整合の取れたフィルタからの出力における信号ベクトルが導入される。

【数32】

$$\mathbf{R}' = (R'_{\delta(0)}, \dots, R'_{\delta(N-1)})^T$$

【0043】

各MDPシンボル  $a_{mn}$  が、その指標  $(m, n)$  に依存するのを避けるために、

送信されたブロックの正規化されたベクトルが導入される。

【数33】

$$\mathbf{A} = (\mathbf{A}_{\delta(0)}, \dots, \mathbf{A}_{\delta(N-1)})^T$$

【0044】

ここで、 $\mathbf{A}_{\delta(k)} = \mathbf{a}_{\delta(k)} / |\mathbf{a}_{\delta(k)}|$  である。これらを基に、1番目のダイバーシティ分岐で受信されたベクトルの要素は、次の様に変換することができる。

【数34】

$$\mathbf{R}'_{\delta(k)} = \mathbf{C}'_{\delta(k)} \mathbf{A}_{\delta(k)} + \mathbf{N}'_{\delta(k)}$$

【0045】

ここで、 $\mathbf{C}'_{\delta(k)}$  は、1番目の分岐上の等価な分散複式チャネルベクトルの  $\delta(k)$  番目の要素である。

【数35】

$$\mathbf{C}' = (|\mathbf{a}_{\delta(0)}| \mathbf{C}'_{\delta(0)}, \dots, |\mathbf{a}_{\delta(N-1)}| \mathbf{C}'_{\delta(N-1)})^T$$

【0046】

目的は、各ブロックと各分岐とのために、ベクトル  $\mathbf{C}'$  を予想することである。

【0047】

帰納的最大基準を用いたチャネル予想は、各ダイバーシティ分岐用の個々のマルチパスチャネルを適切に表現したものを用いて決定される。この表現は、Karh

unen-Loeve 直交分解理論に基づいている。1 番目のダイバーシティ分岐  $C^1$  上の等価な個々のマルチパスチャネルのベクトル表記は、以下の様に表される。

【数 3 6】

$$\mathbf{C}^1 = \sum_{k=0}^{N-1} G_k^1 \mathbf{B}_k$$

【0048】

ここで、

【数 3 7】

$$\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$$

は、個別チャネル

【数 3 8】

$$\mathbf{F} = \mathbf{E} [\mathbf{C}^1 \quad \mathbf{C}^{1*T}]$$

の時間・周波数自己相関行列の  $N$  個の正規化された固有ベクトルであり、

【数 3 9】

$$\{\mathbf{G}_k^1\}_{k=0}^{N-1}$$

は、正方行列  $\mathbf{F}$  の固有ベクトル

【数 4 0】

$$\{\Gamma_k\}_{k=0}^L$$

に等しい分散を持った、複雑で、独立であり、中心ガウス型の任意の変数である。

行列Fへの(p, q)番目の入力は以下の式で与えられる。

【数41】

$$E_{pq} = \sqrt{E_{s(p)} E_{s(q)}} \phi[m(p) - m(q)] F, [n(p) - n(q)] T$$

【0049】

ベクトル

【数42】

$$\{G_k'\}_{k=0}^{L-1}$$

において、

【数43】

$$G' = (G_0', \dots, G_{0N-1}')^T$$

は、L個のダイバーシティ分岐からの出力から分かる様に、個々の増加チャネルを適切に表現したものである。

【0050】

従って、チャネル予想は、

【数44】

$$\{G_k^\ell\}_{l=0, \ell=0}^{N-1, L-1}$$

を予想することになる。この予想は、以下の式を用いて反復して行われ、アルゴリズムのd番目の反復における

【数45】

$$G_p^1$$

の予想は、

【数46】

$$G_p^{(rd)}$$

で表される。

【数47】

$$G_p^{\ell(d+1)} = W_p \sum_{k=0}^{N-1} (R_{\delta(k)}^\ell \left( \sum_{A \in \Omega} AP(A_{\delta(k)} = A \mid \{R^\ell\}_{l=0}^{L-1}, \{G^{\ell(d)}\}_{l=0}^{L-1}) \right) * B_{p\delta(k)}^*)$$

ここで、 $B_{p\delta(k)}$  は、 $B_p$  のk番目の要素であり、

【数48】

$$W_p = \frac{1}{1 + N_0 / \Gamma_p}$$



である。

【0051】

この式では符号化は使用されない。この観点から、もし送信されたベクトルAが任意の符号（畳み込み、ブロック、等々）によって符号化されるなら、個々の条件付き確率である

【数49】

$$P_{\delta(k)} = A \left| \left[ (A \{R'\}_{l=0}^{L-1}, \{G^{(d)}\}_{l=0}^{L-1} \right. \right.$$

は、この符号のトレリスとBahlのアルゴリズム[9]を用いて、アルゴリズムEMの各反復において、正確に計算することができる。このアルゴリズムは、相関行列FのN個の固有ベクトル

【数50】

$$\{B_k\}_{k=0}^{N-1}$$

上で受信されたパイロットシンボルの投影によって初期化される。

【0052】

従って、式

【数51】

$$G_p^{(0)} = w_p \sum_{\delta(k) \in S_p} R'_{\delta(k)} D_{\delta(k)}^* B_{p\delta(k)}^*$$

を、初期予想 $G^{(0)}$ のp番目の要素として用いる。

【0053】

ベクトル

【数52】

$$\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$$

は、受信機において分かっている要素である。これらのベクトルは、選択されたチャネルモデルに対応する。ベクトルのこの一群は、対応するモデルの理論相関行列Fを計算し、固有ベクトル

【数53】

$$\{\mathbf{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$$

を関連する固有ベクトル

【数54】

$$\{\Gamma_k\}_{k=0}^{N-1}$$

とを、この行列から決定することによって得られる。

【0054】

L個の分岐は、受信機の空間ダイバーシティを利用するために、確率

【数55】

$$P(\mathbf{A}_S(k)) = \mathbf{A} | \{\mathbf{R}^{(l)}\}_{l=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{(d)}\}_{l=0}^{L-1})$$

の反復処理の間、再結合される。アルゴリズムの反復の数Dを選択した後、確率

【数56】

$$P(A_{\delta(k)} = A | \{R^e\}_{l=0}^{L-1}, \{G^{e(d)}\}_{l=0}^{L-1})$$

は、データシンボルの適応性に富んだ予想を得るのに使用される。決定は、データが符号化されないときは、直接に決定装置によって、また、データが符号化されるときは、復号器によって、これらの適応性に富んだ出力を処理される。

#### 【0055】

本発明による、改良されたチャネル予想アルゴリズムが、図4に示されている。E.M. アルゴリズムは、ブロック50によって表され、適切な基数の選択は、積 $B_d T_m$ が入力されるブロック52によって表され、重み付けの計算は、 $B_d T_m$ と $N_0$ が入力されるブロック54で表される。ブロック50のE.M. アルゴリズムは、反復的であり、ブロック

#### 【数57】

$$S_0$$

で図示される初期化と、

#### 【数58】

$$S_d$$

で表されるD回の反復とを含む。復調は、確率

#### 【数59】

$$P(A \in \Omega \mid \{\mathbf{R}^l\}_{l=0}^{L-1}, \{\mathbf{G}^{(d)}\}_{l=0}^{L-1})$$

を出力するブロック58によって表される。

#### 【0056】

本発明の一般的な説明による受信機が、図5に図示されている。この受信機には、図2に既に示され、同じ符号の付けられた手段が備えられている。しかし、受信機には、加算機38の出力から予想手段361, . . . , 36Lへと輪を描いて戻るように図示されている反復予想アルゴリズムを使用する手段が含まれている。この輪を描いて戻ることにより、

#### 【数60】

$$\hat{\mathbf{a}}_{d(k)}^{(d)}$$

で表される信号がこれらの手段に与えられ、ここでは、dは反復の階数である。図示されている受信機は、また、最後の繰り返しDの時に、データを決定装置42へと入力するように閉じられる、記号的なスイッチ40を備えている。

#### 【0057】

この特別な実施形態では、受信されたOFDM信号は、その値が2から4の状態を持つ位相変位変調のアルファベット $\Omega$ の型から取られる、シンボルから成る。ブロックの大きさや形状や配布と、パイロットシンボルの電力と、チャネル特性のような、受信した信号の他の特徴は、上述した一般的な場合と同じである。

#### 【0058】

この特別な場合にたてられた過程は、

#### 【数61】

$$G_p^{(d+1)}$$

の予想のための解析表記を得るために使用される。シンボルがMD-2タイプの型から始まる場合、式

【数 6 2】

$$G_p^{(d+1)}$$

は、以下の様になる。

【数 6 3】

$$G_p^{(d+1)} = W_p \left( \sum_{\delta(k) \in S_D} R'_{\delta(k)} \tanh[2 \operatorname{Re}\{\Lambda'_{\delta(k)}\}] B_{p\delta(k)} + \sum_{\delta(k) \in S_D} R'_{\delta(k)} D_{\delta(k)} B_{p\delta(k)} \right)$$

【0059】

もし、シンボルが、MDP-4タイプの型から始まる場合、

【数 6 4】

$$G_p^{(d+1)}$$

の式は、以下の様になる。

【数 6 5】

$$G_p^{(d+1)} = w_p \sum_{\delta(k) \in S_0} (R_{\delta(k)}' \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh[\sqrt{2} \operatorname{Re}\{\Lambda_{\delta(k)}'\}] + \frac{j}{\sqrt{2}} \tanh[\sqrt{2} \operatorname{Im}\{\Lambda_{\delta(k)}'\}] \right]^* B_{p\delta(k)}^* \\ + \sum_{\delta(k) \in S_0} R_{\delta(k)}' D_{\delta(k)}^* B_{p\delta(k)}^*)$$

ここで、 $D_{\delta(k)}$  は、パイロットシンボル  $A_{\delta(k)}$ 、 $\delta(k) \in S_p$  であり、

【数66】

$$\Lambda_{\delta(k)}^{(d)} = \frac{1}{N_0} \sum_{\ell=0}^{L-1} R_{\delta(k)}^{\ell} \left( \sum_{p=0}^{N-1} G_p^{\ell(d)*} B_{p\delta(k)}^* \right)$$

である。

【0060】

この式において、括弧は、チャネルの  $\delta(k)$  番目の要素の共役複合

【数67】

$$C_{\delta(k)}^{\ell}$$

を表している。

【0061】

$L$  個の分岐は、受信中の受信機のダイバーシティを利用するために、変数

【数68】

$$\Lambda_{\delta(k)}^{(d)}$$

の反復処理の間に再結合される。決定は、アルゴリズムの反復の数  $D$  以降に、もしデータが符号化されなければ、直接にこの変数に、もしデータが符号化され

ば、復号器によって行われる。さらに、次の変数を、変調MDP-2の場合に使用することができる。

【数69】

$$\hat{A}_{s(k)} = \text{sign} \left( \Lambda_{s(k)}^{(D)} \right)$$

【0062】

本発明による受信機と処理とは、 $10^{-5}$ に等しい積 $B_d T_m$ で、マルチパスチャネルに対してシミュレートされる。受信機によって処理されるブロックは、256個のシンボルを持つ四角形であって、16個のパイロットシンボルを含んでいる。パイロットシンボルは、図6に図示されるように各時間・周波数ブロックに等しく配布され、図6でパイロットシンボルは黒の四角で表され、白の四角はデータシンボルを表している。

【0063】

シミュレーションにおいて、受信機は、チャネルには、一定の電力スペクトルと一定のマルチパス強度プロファイルとがあると仮定している。従って、その時間・周波数の自己相関関数は、以下の様になる。

【数70】

$$\phi(\Delta f, \Delta t) = \phi(0, 0) \frac{\text{sine}(\pi B_d \Delta t)}{\pi B_d \Delta t} \frac{\text{sine}(\pi T_m \Delta f)}{\pi T_m \Delta f} e^{-j\pi T_m \Delta f}$$

【0064】

任意のチャネルモデルから始まる固有ベクトルを使用することが可能である。例えば、ドップラー電力スペクトルと指数マルチパス強度プロファイルとを持つチャネルモデルが、図6と図7とに示されている。これらの図は、それぞれ $B_d T_m = 10^{-5}$ （図6）と $= 10^{-3}$ （図7）の、従来のドップラー電力スペクトルと指数マルチパス強度のプロファイルとを持つ、チャネル相関行列の固有ベクトルを

示している。

#### 【0065】

図8と図9とは、本発明による受信機を、従来のMMSEタイプの受信機と、性能比較し、本発明の卓越性を示している。これらの図は、信号対雑音比 $E_s/I_0$ の関数として、二進誤り率BERを示している。どちらの場合も、パイロットシンボルは、図5に示されるように等しく配布されると仮定している。図8では、積 $B_d T_m$ は $10^{-5}$ に等しく、図9では $10^{-3}$ に等しい。これらの図の4本の曲線は、以下の値にそれぞれ対応する。

#### 【0066】

- 61, 71 : 本発明による予想器
- 62, 72 : 一定のMLSEの予想器
- 63, 73 : MLSEの予想器
- 64, 74 : 理論的限界

#### 【0067】

どちらの場合も、本発明の性能は、従来の方法で得られるよりも、良好であることが分かるであろう。

#### 【0068】

例えば、 $10^{-2}$ の未処理のBERに対して、 $B_d T_m = 10^{-3}$ の従来の最良の受信機と比較すると、本発明を使用すると、3dBに等しい利得、言い換えると信号対雑音比を保証している。

#### 【0069】

参考資料

[1] 1999年5月、J.A.C. Bingham著、IEEE Communication Magazine, 28(5) 5-14, Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come”。

#### 【0070】

[2] 1996年4月、European Telecommunication Standard, prETS 300 744 (Draft, version 0.0.3), “Digital Broadcasting systems for television, sound and data services”。



## 【0071】

[3] 1995年2月、European Telecommunication Institute, Valbonne, France, ETS 300 401, ETSI, "Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting(DAB) to mobile, portable and fixed receivers"。

## 【0072】

[4] EP-0 802 656 "Signal numerique a blocs de reference multiples pour l'estimation de canal, procedes d'estimation de canal et recepteurs correspondants" (Digital signal with multiple reference blocks for channel estimating, channel estimating processes and the corresponding receivers)。

## 【0073】

[5] 1977年、A.P.Dempster, N.M.Laird, D.B.Rubin著、Journal of the Royal Statistical Society, 39, "Maximum Likelihood from incomplete data via the EM algorithm"

## 【0074】

[6] 1990年1月、G.K.Kaleh著、European Transactions on Telecommunications and Related Technologies, San Diego, Ca, "Joint carrier phase estimation and symbol decoding of trellis codes"。

## 【0075】

[7] 1997年3月、G.N.Georghiades, J.C.Han著、IEEE Transactions on Communications, 45, No.3, "Sequence estimation in the presence of arbitrary parameters via the EM algorithm"。

## 【0076】

[8] 1989年、J.G.Proakis著、McGrawHill, Digital Communications。

## 【0077】

[9] 1974年3月、L.R.Bahl, J. Cocke, F.Jelinek, J.Raviv著、IEEE Transactions on Information Theory 20, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate"。

【図面の簡単な説明】

【図1】 一つのセンサを持った、従来のOFDM送信システムの図である。

【図2】 いくつかのセンサとL個のダイバーシティ分岐を持った従来のOFDM送信システムの図である。

【図3】 本発明に従う受信機の図である。

【図4】 本発明による、反復予想処理を表した図である。

【図5】 本発明による、受信機の特定の実施形態を表した図である。

【図6】 時間・周波数ブロック内のパイロットシンボルとデータシンボルの区分の例を示す図である。

【図7】 従来のドップラースペクトルチャネルの相関行列の固有ベクトルと、 $B_d T_m = 1.0^{-5}$ に対する指数マルチパス強度プロファイルとの概略図である。

【図8】  $B_d T_m = 1.0^{-3}$ に対する同じ固有ベクトルの概略図である。

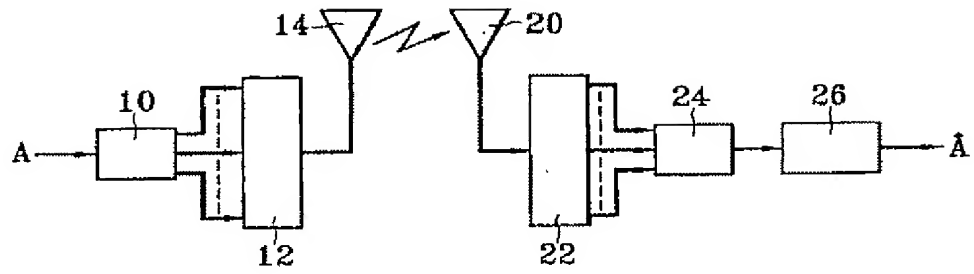
【図9】 本発明に従う受信機と、様々な従来の受信機との比 $E_s/I_0$ の関数である二進誤り率(BER)の変化を表したグラフであり、図5の様に配布された16個のパイロットシンボルで、積 $B_d T_m$ が $1.0^{-5}$ である場合である。

【図10】 積 $B_d T_m$ が $1.0^{-3}$ である場合の同じ変化を表したグラフである。

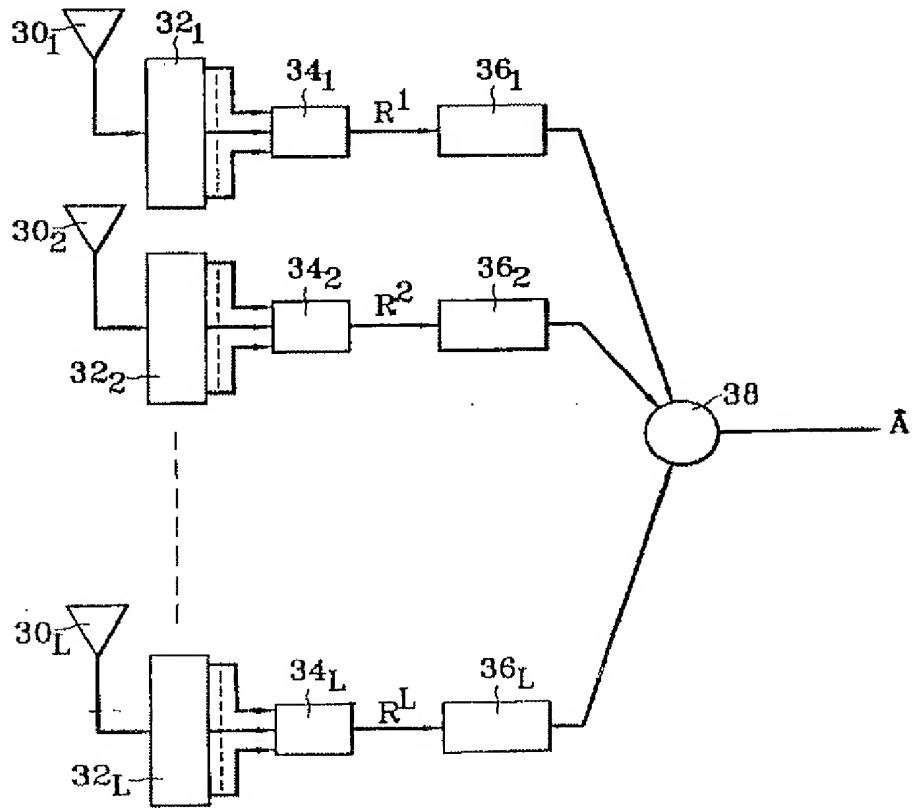
#### 【符号の説明】

- 301, 302, . . . , 30L…センサ
- 321, 322, . . . , 32L…フーリエ変換回路
- 341, 342, . . . , 34L…並直列変換器
- 361, 362, . . . , 36L…チャネル予想回路
- 38…加算機
- 40…スイッチ
- 42…決定手段
- 50, 52, 54, 58…ブロック

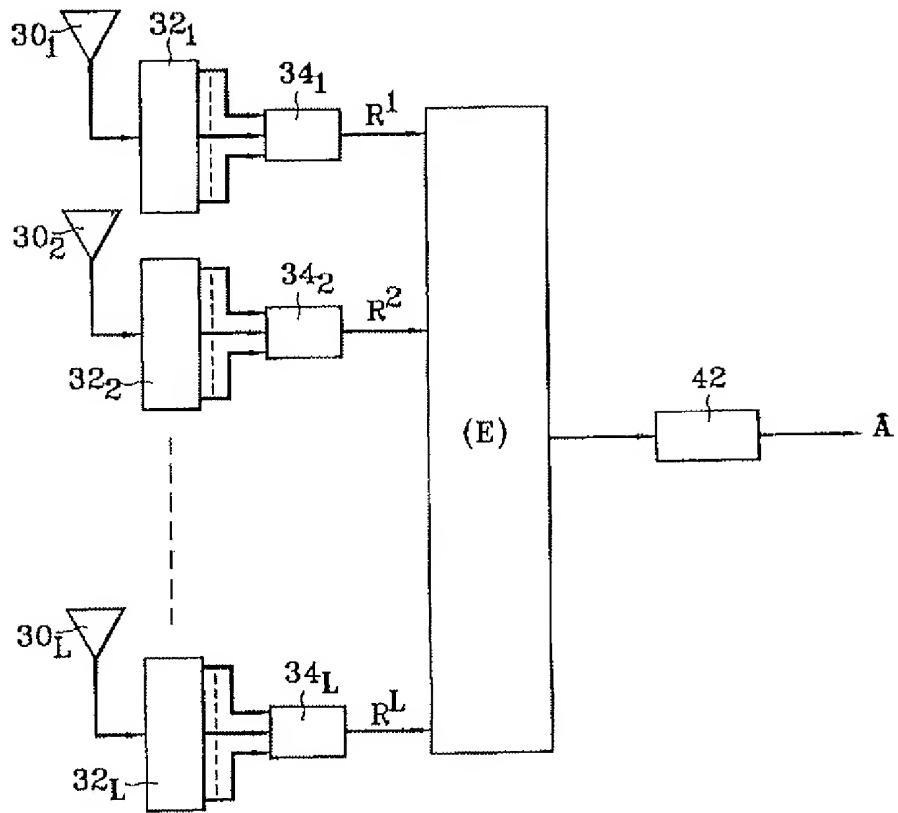
【図1】



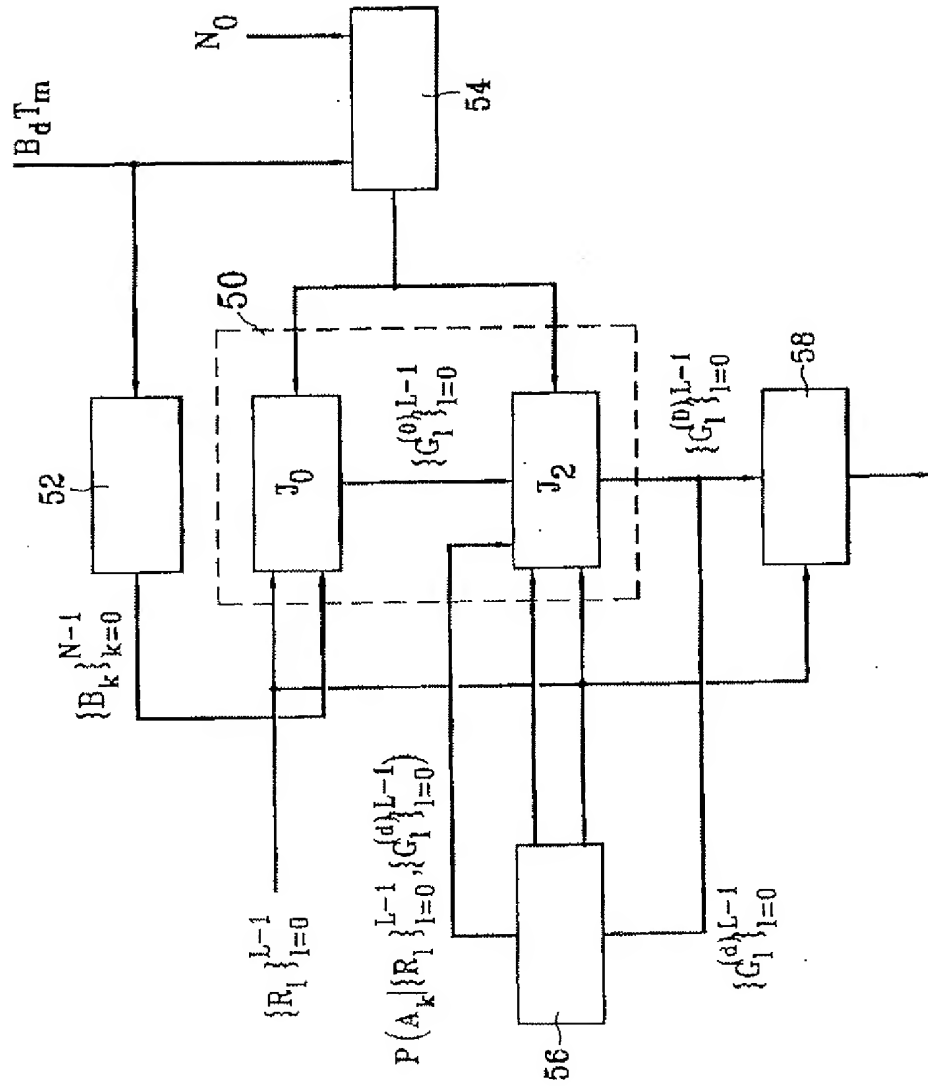
【図2】



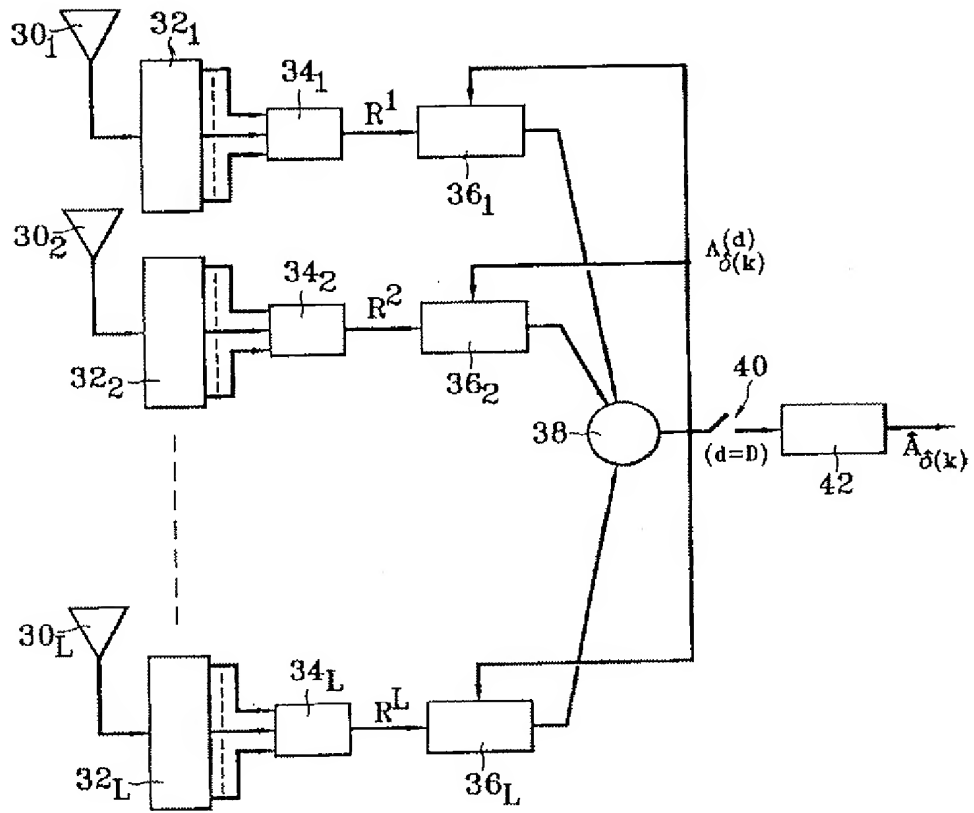
【図3】



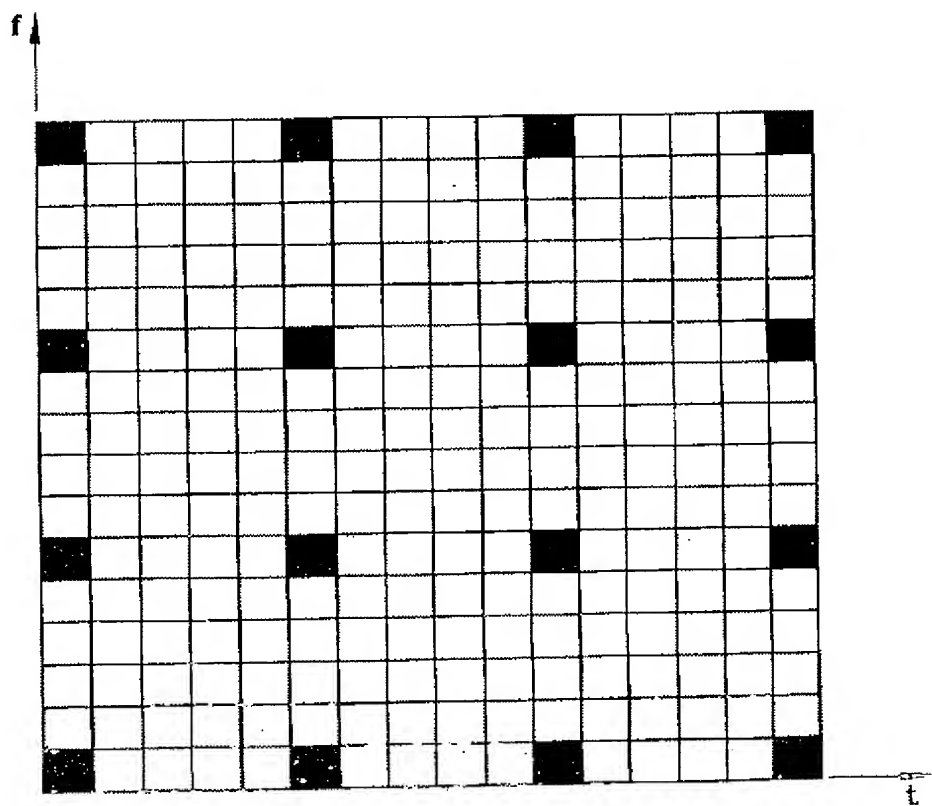
【図4】



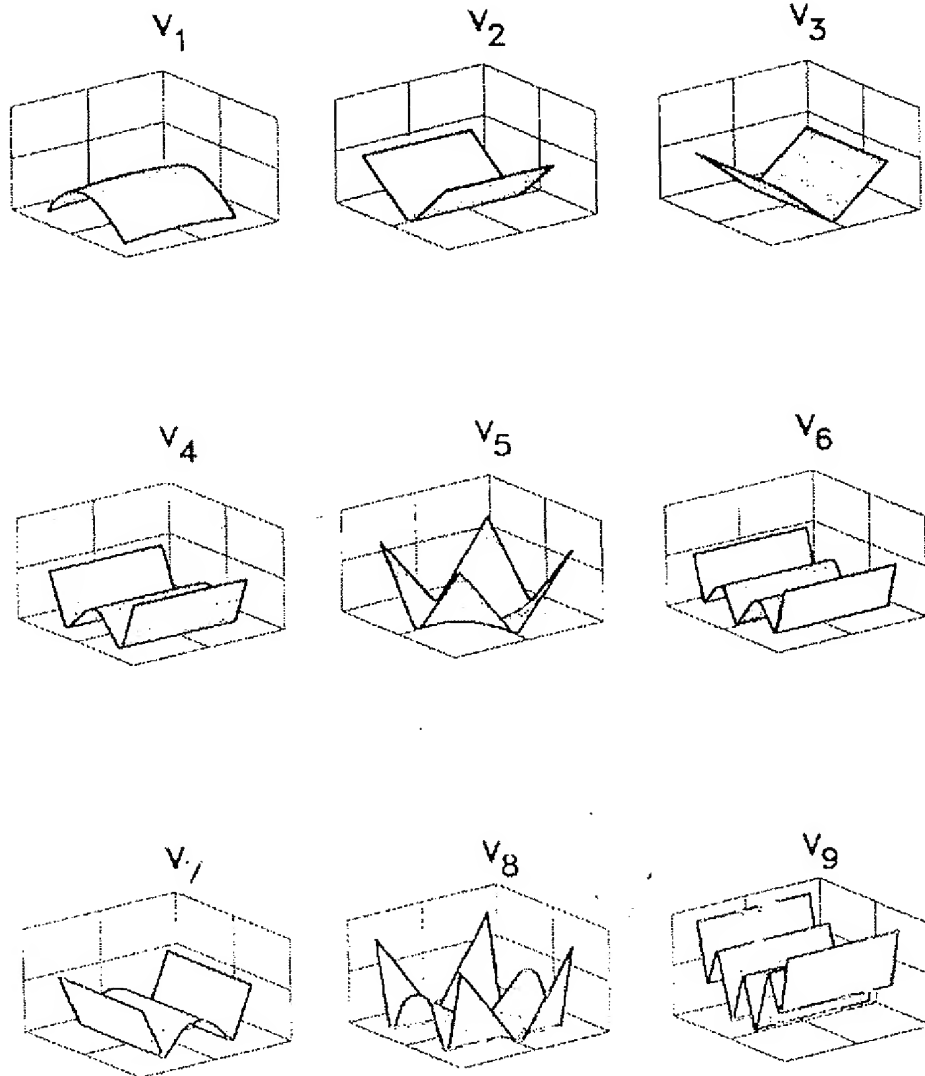
【図5】



【図6】

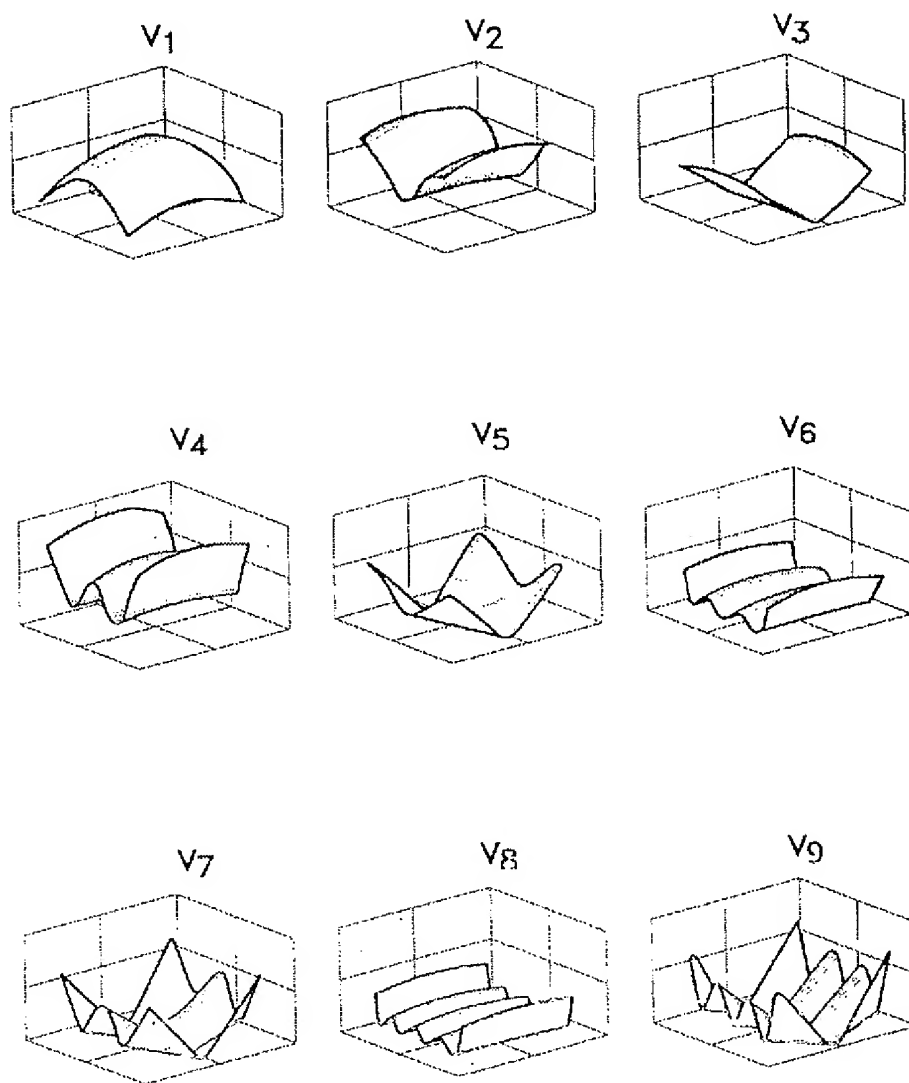


【図7】

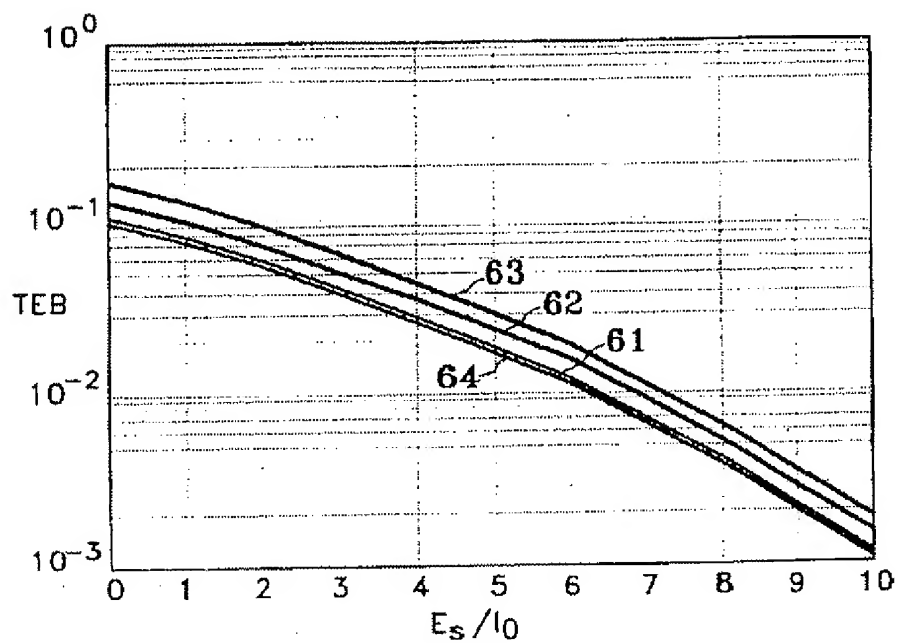




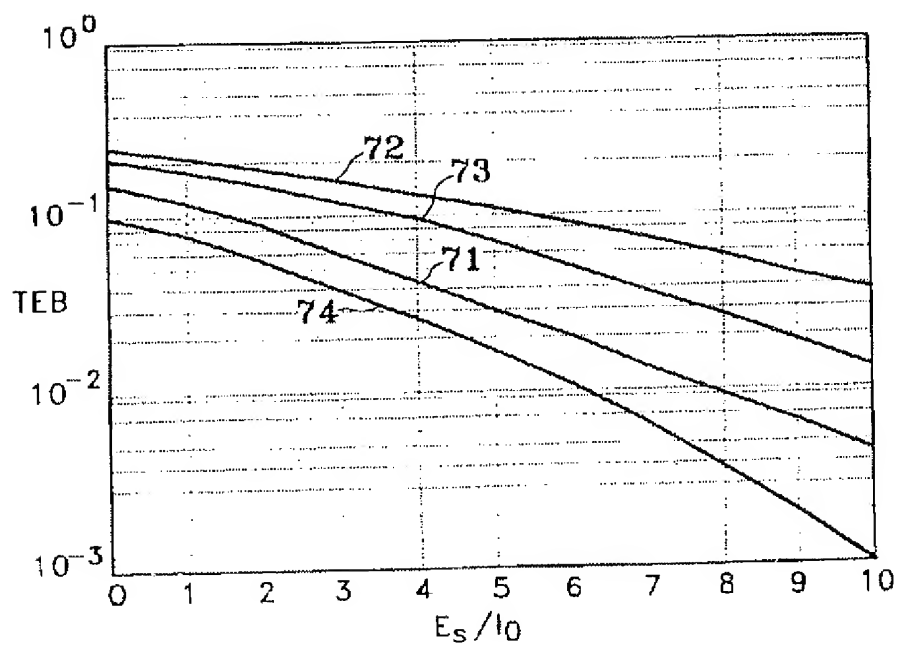
【図8】



【図9】



【図10】



【手続補正書】特許協力条約第34条補正の翻訳文提出書

【提出日】平成13年11月21日(2001.11.21)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0025

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0025】

参考論文[9]には、OFDMタイプの無線通信システムが記載されている。OFDM信号は、搬送波ごとに処理される。言い換えると、処理は、1次元である。

参考論文[10]には、帰納的最大確率に従って、チャネル予想が反復的に行われる“RAKE”の受信機が記載されている。この受信機は、OFDM法でなく、DS-CDMA法を用いている。このモデルは、CDMAが使用されるために、時間領域でのみ、作られる。

さらに細かく言うと、本発明の目的は、直交周波数分割多重(OFDM)無線通信受信機であり、以下のものを備える。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0026

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0026】

i) デジタルシンボルのL個のダイバーシティ分岐の複数の処理ブロックであって、各ブロックは、デジタルシンボルであって、各ブロックは、 $N_t$ の時間間隔と $N_f$ の周波数間隔を持った2次元の時間・周波数ブロックに配布されるデータシンボルとパイロットシンボルを備え、各ダイバーシティ分岐は、無線電気センサと、ベクトル $R^l$ の要素を作るN個の要素を持った出力信号を出力する手段を備えるが、ここで、 $L$ はダイバーシティ分岐のランクである( $L$ は0から

$L-1$  まで変化する)。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0051

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0051】

この式では符号化は使用されない。この観点から、もし送信されたベクトルAが任意の符号（畳み込み、ブロック、等々）によって符号化されるなら、個々の条件付き確率である

【数1】

$$P(A_{\delta(k)} = A | \{A, \{R^l\}_{l=0}^{L-1}, \{G^{(d)}\}_{l=0}^{L-1}$$

は、この符号のトレリスとBaumのアルゴリズム[11]を用いて、アルゴリズムEMの各反復において、正確に計算することができる。このアルゴリズムは、相関行列FのN個の固有ベクトル

【数2】

$$\{B_k\}_{k=0}^{N-1}$$

上で受信されたパイロットシンボルの投影によって初期化される。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0077

【補正方法】変更

【補正の内容】

## 【0077】

[9] 1996年9月、TOMBAL L他著、IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUN. ENG., vol.E79-B, No.9, "Downlink detection schemes for MC-CDMA systems in indoor environments"。

[10] 1999年3月 (1999-03) ANNALES DES TELECOMMUNICATIONS, EDITIONS HERMES, vol. 54, No. 3-4, page 243-254, FRANCE, "Iterative rake receiver with MAP channel estimation for DS-CDMA systems"。

[11] 1974年3月、L.R.Bahl, J. Cocke, F.Jelinek, J.Raviv著、IEEE Transactions on Information Theory 20, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate"。

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/FR 00/02514

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H04L25/02 H04L1/06 H04L27/26 H04B7/08

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	<p>TOMBA L ET AL: "DOWNLINK DETECTION SCHEMES FOR MC-CDMA SYSTEMS IN INDOOR ENVIRONMENTS"</p> <p>IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUN. ENG., vol. E79-B, no. 9, September 1996 (1996-09), pages 1351-1360, XP000636076 JAPON</p> <p>ISSN: 0916-8516</p> <p>* section 3 *</p> <p>* section 4.1 *</p>	1-9

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☐ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

'A' document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

'E' earlier document but published on or after the international filing date

'L' document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (see specification)

'O' document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

'P' document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

'T' later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

'X' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

'Y' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

'Z' document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

10 November 2000

Date of mailing of the international search report

16/11/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. Box 5318 Patentamt 2  
NL - 2280 HV Tilburg  
Tel. (+31-70) 340-2340, Tx. 31 651 epo nl  
Fax (+31-70) 340-3010

Authorized officer

Orozco Roura, C

Form PCT/ISA/10 (second sheet) (July 1992)

page 1 of 2

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Appl. No.  
PCT/FR 00/02514

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	<p>SIALA M ET AL: "ITERATIVE RAKE RECEIVER WITH MAP CHANNEL ESTIMATION FOR DS-CDMA SYSTEMS" ANNALES DES TELECOMMUNICATIONS, EDITIONS HERMES, vol. 54, no. 3-4, March 1999 (1999-03), pages 243-254, XP000834647 FRANCE ISSN: 0003-4347 * page 245, colonne de droite, alinéa "Proposition 1" * page 246, right-hand column * section VII *</p>	1-9
A	<p>TUFVESSON F ET AL: "PILOT ASSISTED CHANNEL ESTIMATION FOR OFDM IN MOBILE CELLULAR SYSTEMS" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 3, 4 May 1997 (1997-05-04), pages 1639-1643, XP000738641 NEW YORK, ETATS-UNIS ISBN: 0-7803-3660-7 * figure 2 - 4) *</p>	1-9
A	<p>PROAKIS J G: "DIGITAL COMMUNICATIONS" 1995, MCGRAW-HILL, NEW YORK, ETATS-UNIS XP002139175 240640 cited in the application * page 778, dernier alinéa - page 779 premier alinéa *</p>	2,3,6-8